

Rapporti tecnici

INGV

Ricevitore a involuppo per misure RES

227



Direttore

Enzo Boschi

Editorial Board

Raffaele Azzaro (CT)

Sara Barsotti (PI)

Mario Castellano (NA)

Viviana Castelli (BO)

Rosa Anna Corsaro (CT)

Luigi Cucci (RM1)

Mauro Di Vito (NA)

Marcello Liotta (PA)

Simona Masina (BO)

Mario Mattia (CT)

Nicola Pagliuca (RM1)

Umberto Sciacca (RM1)

Salvatore Stramondo (CNT)

Andrea Tertulliani - Editor in Chief (RM1)

Aldo Winkler (RM2)

Gaetano Zonno (MI)

Segreteria di Redazione

Francesca Di Stefano - coordinatore

Tel. +39 06 51860068

Fax +39 06 36915617

Rossella Celi

Tel. +39 06 51860055

Fax +39 06 36915617

redazionecen@ingv.it



Rapporti tecnici INGV

RICEVITORE A INVILUPPO PER MISURE RES

Achille Zirizzotti, James Arokiasamy Baskaradas, Giuseppe Tutone

INGV (Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia, Sezione Geomagnetismo, Aeronomia e Geofisica Ambientale)

227

Indice

Introduzione	5
1. Ampiezze segnali RES	7
2. Ricevitore a involuppo	10
3. Schema elettrico	11
4. Filtri di Butterworth	12
5. Realizzazione e test	14
Appendice 1	17
Appendice 2	19
Appendice 3	20
Bibliografia	21

Introduzione

In glaciologia, per effettuare lo studio dei ghiacciai e delle proprietà del ghiaccio, viene utilizzata la strumentazione di Radio Echo Sounding (RES) [Bogorodsky 1985]. Essa si basa sull'utilizzo di tecniche radar per ottenere principalmente informazioni relative allo spessore dei ghiacciai e delle calotte polari. La strumentazione RES permette inoltre lo studio delle stratificazioni interglaciali, l'identificazione di zone di disomogeneità del ghiaccio, l'esplorazione dei laghi subglaciali e la caratterizzazione fisica dell'interfaccia ghiaccio - fondo roccioso [Bianchi 2001, Bianchi 2003, Cafarella 2006, Frezzotti 2000, Forieri 2003, Mancini 2003, Tabacco 2000, Tabacco 2003, Zirizzotti 2011]. Semplificando, un sistema RES è costituito da due componenti principali: un trasmettitore ed un ricevitore di impulsi a radiofrequenza collegati ad una antenna trasmittente ed una ricevente [Plewes 2001]. Il trasmettitore invia attraverso l'antenna un breve impulso di onde elettromagnetiche, il ricevitore rileva le onde del trasmettitore e le onde riflesse dalle superfici di discontinuità delle caratteristiche elettromagnetiche del mezzo. Vengono così viste come discontinuità elettromagnetiche del mezzo la superficie del ghiaccio (*ice surface*) e le stratificazioni del ghiaccio (*internal layers*), il fondo roccioso (*bedrock*) e i laghi subglaciali (*subglacial lakes*) descritte nella figura 1. Dalle misure dei tempi di ritardo dei segnali ricevuti, conoscendo la velocità di propagazione delle onde elettromagnetiche nel ghiaccio, è possibile determinare la distanza di queste superfici. Le onde radio hanno velocità diverse a seconda del materiale in cui si propagano: nell'aria è la velocità della luce ($300 \text{ m}/\mu\text{s}$), mentre nel ghiaccio è di circa $168 \text{ m}/\mu\text{s}$ (permettività dielettrica relativa del ghiaccio $\epsilon_r = 3.2$) [Glen 1975]. Inoltre dall'intensità (ampiezza) degli echi rilevati è possibile ottenere informazioni sulle caratteristiche elettromagnetiche del mezzo riflettente, permettendoci di determinare, ad esempio, lo stato fisico del ghiaccio e se è presente dell'acqua sul fondo [Zirizzotti 2012]. La presenza di un lago subglaciale comunque viene facilmente individuata anche dalla caratteristica forma piatta del riflettore e dalla forte ampiezza della riflessione.

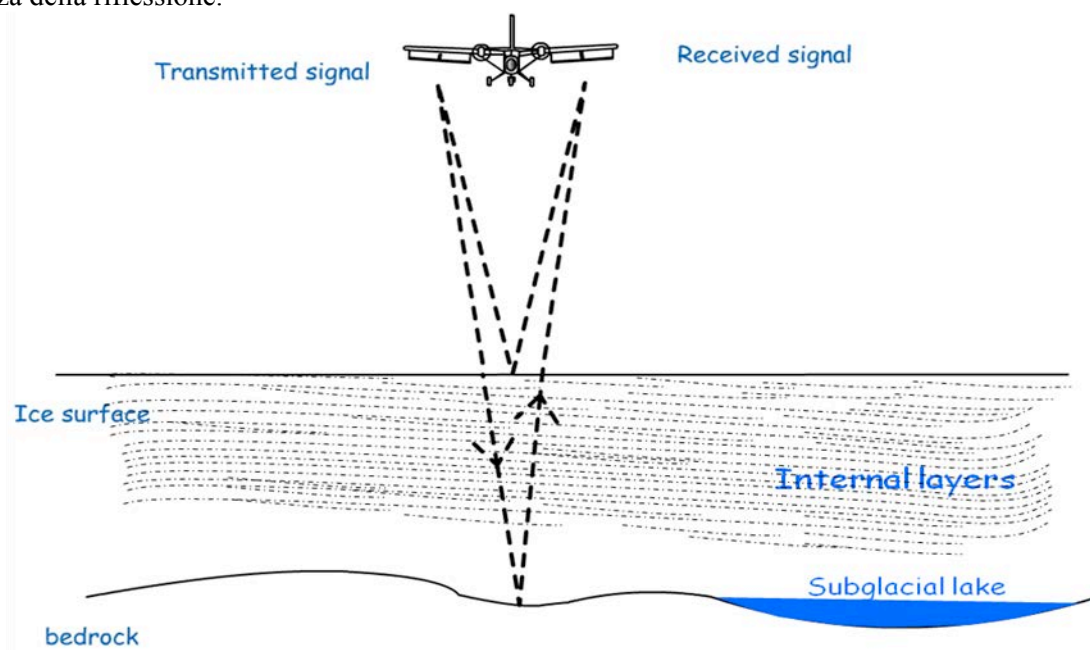


Figura 1. Schema di funzionamento di un sistema RES.

Per analizzare le vaste aree ghiacciate in Antartide si utilizza un piccolo aereo Bimotore DHC-6 Twin Otter, al cui interno è montata tutta la strumentazione elettronica del radar e sotto le ali le antenne trasmettenti e riceventi. Invece le misure di dettaglio del fondo roccioso possono essere fatte da terra utilizzando un gatto delle nevi; in questo caso le antenne vengono trascinate con delle slitte. Lo schema della misura con l'aereo è illustrato in figura 1: le antenne trasmettenti emettono l'impulso elettromagnetico, questo viene sia direttamente rivelato dalle antenne riceventi (per accoppiamento diretto tra trasmettitore e ricevitore), che trasmesso attraverso l'aria. Continuando il viaggio, l'impulso viene in parte riflesso dalla superficie del ghiaccio ed in parte dalle discontinuità del mezzo, per poi attraversare tutto lo spessore di ghiaccio ed essere riflesso dalla superficie del fondo roccioso (bedrock). Tutti questi echi vengono rivelati in tempi differenti sulle antenne riceventi.

Nella figura 2 sono riportate tracce radar della lingua del ghiacciaio Drygalsky in Antartide prese con il sistema RES montato su di un aereo [Tabacco 2000, Bianchi 2001]. Gli impulsi radar vengono generati continuamente con una frequenza di ripetizione PRR (Pulse Repetition Rate) che varia a seconda del veicolo utilizzato per muoversi sul ghiaccio (aereo, gatto delle nevi) e della risoluzione orizzontale che si vuole ottenere. Tutte queste tracce acquisite vengono graficate fondamentalmente in due modi (figura 2). Nel modo “color” (a sinistra) tutte le tracce sono rappresentate una affianco all’altra; l’ascissa rappresenta una dimensione orizzontale di scansione mentre l’ordinata rappresenta la profondità di penetrazione, infine i punti hanno colore diverso a seconda dell’ampiezza della traccia. Nel modo “oscope” (a destra) una singola traccia viene graficata nel tempo così come viene ricevuta dallo strumento: si possono notare il primo impulso trasmesso, la riflessione in aria della superficie del ghiacciaio e nella parte finale l’interfaccia ghiaccio mare della lingua del ghiacciaio. Invece la rappresentazione nel modo color permette di visualizzare in modo diretto l’andamento del fondo della lingua del ghiacciaio che, come mostrato dalla figura, si approfondisce avvicinandosi alla linea di terra.

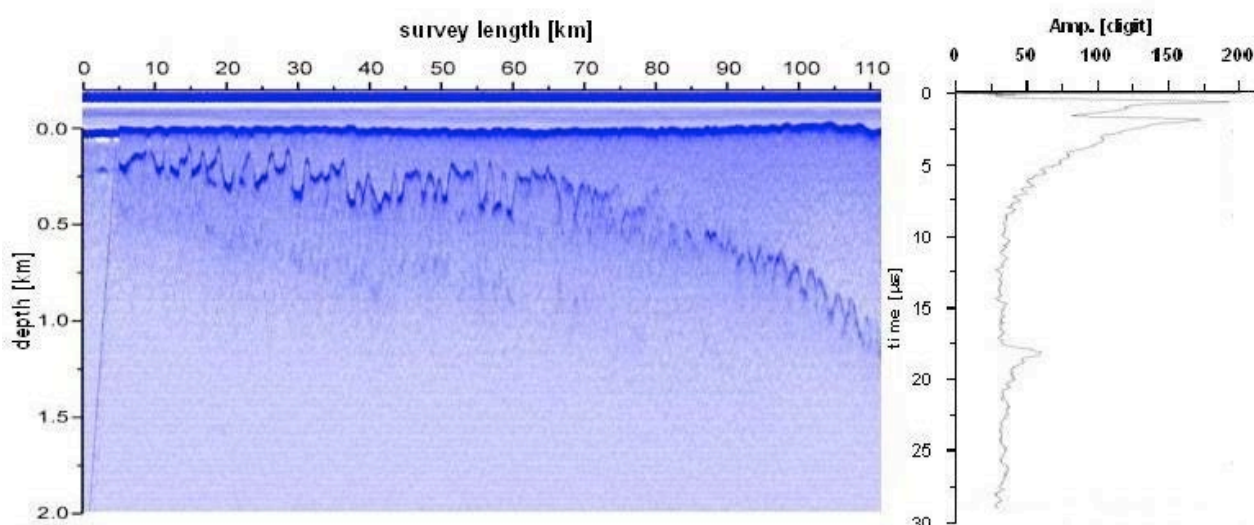


Figura 2. Dati RES da aereo della lingua del ghiacciaio Drygalsky in Antartide.

Dal 1997 l’Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia (INGV) è coinvolto, nell’ambito del Programma Nazionale di Ricerca in Antartide (PNRA) [Tabacco 1999], nello sviluppo di un sistema RES aerotrasportato denominato “Glacio RADAR” [Zirizzotti 2008]; Durante questi anni lo strumento ha subito vari cambiamenti e aggiornamenti, utilizzati durante le numerose missioni esplorative [Bianchi 2003]. Il “Glacio RADAR” è stato utilizzato nelle spedizioni antartiche italiane del Programma Nazionale di Ricerche in Antartide ed in particolare nelle campagne di misura del 1995, 1997, 1999, 2001, 2003, 2009 e 2011. I dati acquisiti sono stati raccolti nel IRES database (Italian Radio Echo Sounding database). Il database è stato corredato di una interfaccia WebGis in cui è possibile visualizzare i percorsi delle tracce acquisite e la loro posizione geografica. L’interfaccia è raggiungibile all’indirizzo <http://labtel2.rm.ingv.it/antarctica/>.

Inoltre dal 2010 sono iniziate le ricerche per la progettazione di un nuovo radar, nell’ambito del PROGETTO PAPRIKA-SHARE del CNR, per effettuare le misure dello spessore del ghiacciaio Baltoro in Pakistan. Questo ghiacciaio è lungo circa 60 km e situato nel gruppo montuoso del Karakorum ed è tra i più grandi ghiacciai vallivi del mondo. Questo nuovo progetto ci dà l’occasione di sviluppare strumentazione che possa essere utilizzata anche sui nostri ghiacciai alpini. Alle nostre latitudini i ghiacciai alpini (44° - 47° Nord) e himalayani (28° - 34° Nord) presentano due differenze fondamentali rispetto ai ghiacciai antartici: minore spessore e minore temperatura del ghiaccio; essi vengono denominati ghiacciai temperati. In Antartide la temperatura media annuale nell’interno è molto bassa, ad esempio a Dome C è di -54.5°C (www.polarnet.cnr.it), mentre il punto di massimo spessore del ghiaccio misurato è 4755 m [Cafarella 2006]. Sul ghiacciaio Baltoro, ghiacciaio temperato, le temperature medie superficiali sono più alte e lo spessore atteso è minore di 1000 m. Queste diversità implicano diverse modalità di misura: le temperature del ghiaccio più alte comportano un maggiore assorbimento delle onde elettromagnetiche alle alte frequenze ed i

ridotti spessori da analizzare limitano la lunghezza dell'impulso da trasmettere e quindi l'energia trasmessa. Queste due condizioni rendono paradossalmente più difficili le misure radar sui ghiacciai temperati rispetto ai ghiacciai polari.

Il progetto di questo nuovo radar è stato sviluppato replicando tutti i componenti del "Glacio RADAR", progettandoli in modo da funzionare alle differenti frequenze e acquistando tutti i componenti facilmente reperibili in commercio (schede di acquisizione, computer e amplificatore di potenza). Il ricevitore oggetto di questa nota tecnica è un componente comune dei due radar utilizzati con caratteristiche specifiche di questo tipo di misure e quindi non facilmente reperibile in commercio. La sua progettazione e realizzazione ci permette di aggiornare e migliorare questo componente in tutti e due i radar con qualche piccolo adattamento descritto in questo lavoro. Anche il trasmettitore è in fase di realizzazione e verrà descritto in una successiva nota tecnica.

1. Ampiezza dei segnali RES

Il valore della potenza di una traccia radar, acquisita in Antartide nella zona di Dome C, è graficata in figura 3 in funzione della profondità del ghiaccio così come viene ricevuta all'uscita dell'antenna. Questa traccia è stata calibrata conoscendo la caratteristica ingresso-uscita del ricevitore. In figura si possono notare (come nella figura 2 di destra), il primo impulso trasmesso, l'eco della superficie del ghiaccio, le stratificazioni interne e il fondo roccioso intorno ai 2900 m di profondità. Dato che la traccia è stata calibrata, misurando i valori dei picchi del grafico è possibile ricavare le potenze dei picchi ricevuti. Il picco del segnale trasmesso e il picco della superficie del ghiaccio sono intorno ai -30 dBm. Da notare che l'impulso trasmesso, come accoppiamento diretto tra antenna trasmittente e ricevente, viene normalmente saturato e distorto dal ricevitore a causa della sua elevata ampiezza. Le ampiezze dei picchi delle stratificazioni interne decrescono con la profondità e sono compresi in un intervallo da -40 a -100 dBm. Infine il picco del fondo, se visibile, si trova tra -80 e -100 dBm.

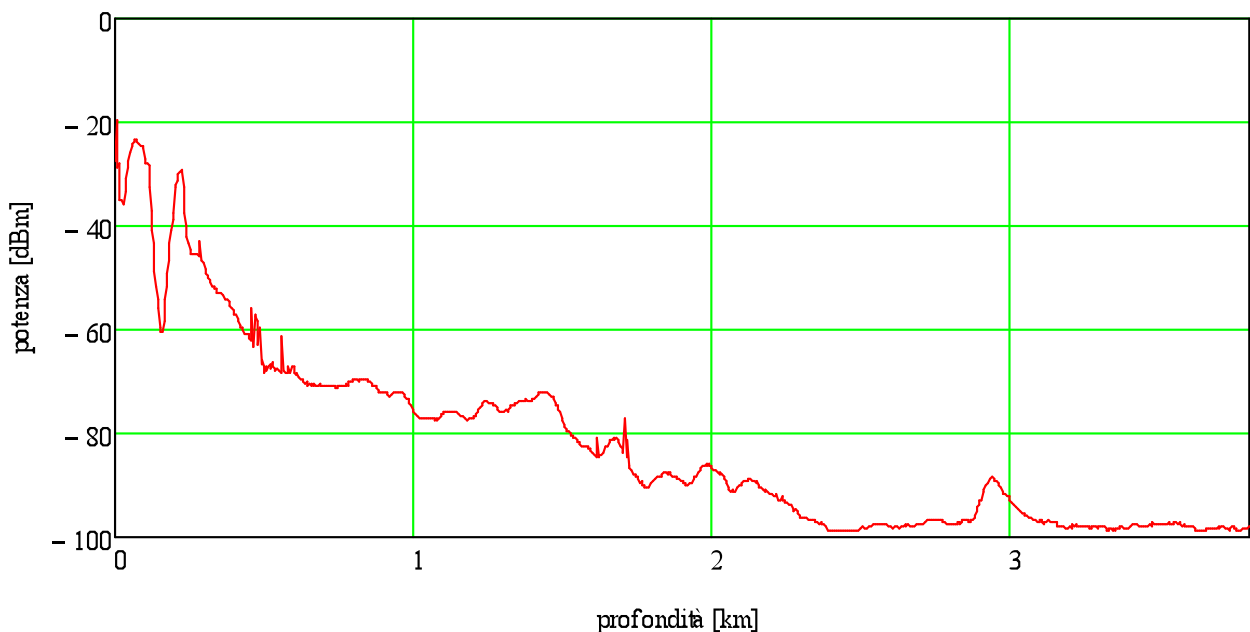


Figura 3. Traccia radar acquisita nella zona di Dome C in Antartide.

Un'analisi più dettagliata della potenza riflessa può essere fatta considerando un riflettore piatto e coerente. L'equazione generica del segnale radar, trascurando il rumore, lo *scattering* dovuto alle disomogeneità e trascurando anche le riflessioni multiple tra le stratificazioni, può essere scritta come:

$$p_r = \frac{p_t G_a^2 \lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot r^2} \cdot l_p = p_t \cdot l_G \cdot l_p$$

dove p_t e p_r sono la potenza trasmessa e ricevuta, G_a il guadagno di antenna, λ è la lunghezza d'onda del segnale RES, r è la distanza percorsa dagli impulsi radio nell'andare dal trasmettitore all'oggetto riflettente e ritorno [Plewes et al. 2001]. Nella figura 1 viene illustrato il caso in cui si considerano due sole riflessioni: dalla superficie del ghiaccio e dal fondo roccioso. Il termine l_p contiene al suo interno tutte le perdite, sia dovute all'assorbimento del ghiaccio che ai coefficienti di trasmissione T e R alle differenti interfacce (aria, ghiaccio, terra, acqua, ecc.). Possiamo esplicitare meglio i termini l_G e l_p analizzandone le componenti.

Cominciando con il termine l_G , esso coincide in sostanza con la perdita per attenuazione geometrica; possiamo scrivere:

$$l_G = \left[\frac{G_a \lambda}{8\pi(r_a + r_i / n)} \right]^2$$

dove r_a e r_i indicano la distanza percorsa (sola andata) in aria e nel ghiaccio (*ice*). In realtà il fattore l_G tiene conto anche del guadagno dell'effetto refrattivo nel passaggio da aria a ghiaccio, caratterizzato da un indice di rifrazione $n = 1.79$. [Carter 2007]

I termini di perdita T e R, definiti dalle proprietà elettromagnetiche delle varie interfacce vengono anche loro considerati a parte nell'equazione radar; i loro valori sono riportati nella tabella 2 [Bianchi 2003], calcolati seguendo Bogorodsky et al., 1985.

Fattori T o R	Perdite [dB]
T_{ai} (air - ice)	-0.35
R_{ai} (air - ice)	-11.0
R_{iw} (ice - water)	-3.5
R_{ir} (ice - rock $\epsilon' = 4 + j12$)	-11.2 ÷ -25

Tabella 1. Perdite per Riflessione e Trasmissione.

I contributi alla potenza ricevuta p_r sono stati nominati a seconda della localizzazione della riflessione, con i suffissi: a aria, i ghiaccio, r roccia, (ad es: la riflessione dalla superficie aria- ghiaccio è stata rinominata in p_{ai}). Inoltre si è espressa la potenza del segnale in dBm rinominandola con lettere maiuscole (ad es.: $P_{ai} = 10 \log(p_{ai})$). È possibile riscrivere la potenza della riflessione dall'interfaccia aria ghiaccio come:

$$P_{ai} = P_t + R_{ai} + L_{Ga}$$

Dove il termine R_{ai} è la perdita di potenza dovuta alla riflessione all'interfaccia aria- ghiaccio e L_{Ga} è la perdita geometrica in aria ($l_G @ r_i=0$):

$$L_{Ga} = 20 \log\left(\frac{G_a \lambda}{8\pi r_a}\right)$$

Analogamente la potenza riflessa dall'interfaccia ghiaccio- roccia (fondo) P_{ir} può essere scritta come:

$$P_{ir} = P_t + 2T_{ai} + R_{ir} + \Delta R + 2L_i + L_{Gr}$$

dove il termine l_G è stato riscritto in decibel:

$$L_{Gr} = 20 \log\left(\frac{G_a \lambda}{8\pi(r_a + r_i / n)}\right)$$

Il termine ΔR include tutte le possibili variazioni nel coefficiente di riflessione dovute a cambiamenti nel contenuto di acqua del fondo o nel tipo di roccia; si può assumere un valore di riferimento $R_{ir} = -11.2$ dB, valido per il tipo di roccia presente nella zona investigata. Questo termine verrà trascurato nelle successive

considerazioni. Il termine L_i contiene tutte le perdite di potenza dell'impulso elettromagnetico nel ghiaccio per assorbimento, dovute a cambiamenti della densità, omogeneità e temperatura del ghiaccio. Da un'analisi accurata dei dati acquisiti in Antartide [Zirizzotti 2012] è stato possibile verificare che il termine L_i può venire scritto in buona approssimazione come:

$$L_i = A \cdot r_i$$

dove r_i è lo spessore del ghiaccio e A è il tasso di assorbimento del ghiaccio, una costante che vale -7.2 dB / km . Da notare che questo valore, ricavato nella zona di Dome C, in Antartide ha un valore soltanto locale e può cambiare (anche se di poco) da zona a zona in funzione delle condizioni del ghiaccio, ma ci aiuta qui ad avere un'idea della potenza dei segnali in gioco. Infatti nella figura 4 sono graficati i livelli P_{ai} in funzione della quota di volo fino ad un massimo di 300 m (quota di volo normalmente utilizzata) e P_{ir} in funzione della profondità del ghiaccio. Questi valori sono in buon accordo con i valori ottenuti nella figura 3 ricavati dalla caratteristica ingresso uscita del ricevitore e servono come riferimento nella progettazione del ricevitore.

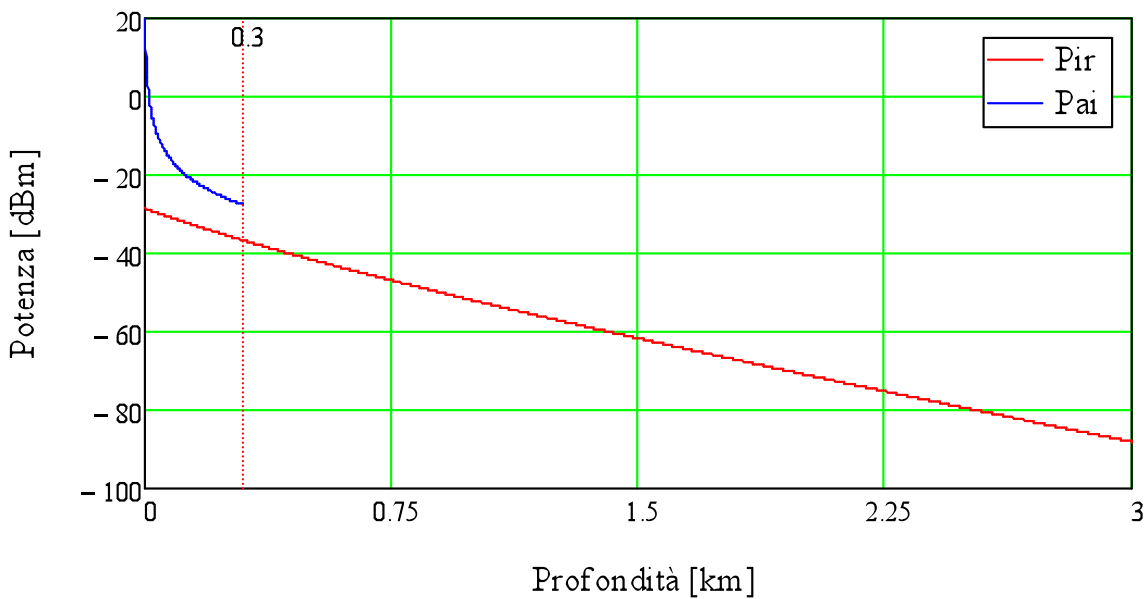


Figura 4. Livelli delle riflessioni dal fondo in funzione della profondità del ghiaccio e dalla superficie del ghiaccio in funzione della quota di volo.

2. Ricevitore ad inviluppo

Per raggiungere la sensibilità adeguata alla ricezione dei segnali provenienti dal fondo del ghiacciaio e nello stesso tempo rilevare correttamente il primo impulso trasmesso è stato progettato il ricevitore a inviluppo in figura 5. Nella sua forma progettuale il ricevitore ad inviluppo è uno dei componenti comuni ai due radar per ghiacciai temperati e antartici, limitatamente alla frequenza di ricezione e alla banda passante del ricevitore. L'energia dell'impulso è legata alla larghezza dell'impulso trasmesso, infatti più è grande l'impulso maggiore è l'energia trasmessa e maggiore sarà l'energia del segnale riflesso. D'altro canto maggiore è la larghezza dell'impulso e minore è la risoluzione del radar (basti pensare che due superfici riflettenti molto vicine possono essere distinte se i tempi delle loro riflessioni superano della metà la lunghezza dell'impulso trasmesso). Da considerare inoltre che la larghezza di banda del ricevitore se troppo stretta può degradare la forma dell'impulso e quindi la risoluzione. La ricerca di un compromesso tra la risoluzione che si vuole dello strumento e l'energia dell'impulso trasmessa è necessaria per rivelare adeguatamente il riflettore. Nel nostro caso abbiamo che la potenza del trasmettitore varia tra i 2 e i 4 kW mentre le larghezze dell'impulso possono variare tra i 10 ns e 1 μ s.

Primo fattore da calcolare nella progettazione del ricevitore è la sua larghezza di banda. Infatti la larghezza di banda del ricevitore è legata al tempo di salita t_s dell'impulso trasmesso in base alla relazione [Cantarano 1985]:

$$B_w = \frac{0.35}{t_s}$$

Il tempo di salita e il tempo di discesa sono legati alla larghezza dell'impulso trasmesso, infatti la larghezza dell'impulso deve essere almeno la somma del tempo di salita e del tempo di discesa dell'impulso. La tabella 2 riporta dei valori della larghezza di banda in alcuni casi tipici.

B_w [MHz]	t_s [ns]
35	10
17	20
3.5	100
0.7	500
0.3	1000

Tabella 2. Larghezza di banda del ricevitore per differenti tempi di salita dell'impulso.

Bisogna però considerare che aumentando la larghezza di banda del ricevitore la sensibilità del ricevitore (il minimo segnale rilevabile) diminuisce in quanto cresce il rumore in ingresso al ricevitore. Infatti possiamo scrivere :

$$P_{vn} = K_b T B_w$$

dove con P_{vn} si è indicata la potenza (RMS) del rumore nella banda B_w per un dispositivo alla temperatura T e dove K_b è la costante di Boltzman [Cantarano 1985]. Nella tabella 3, per le larghezze di banda prese in considerazione nella tabella 2, vediamo i valori di rumore espressi in dBm a temperatura ambiente (290 K).

B_w [MHz]	P_{vn} [dBm]
35	-98.5
17	-101.5
3.5	-108.5
0.7	-115.5
0.3	-117.5

Tabella 3. Potenza di rumore in ingresso al ricevitore in funzione delle larghezze di banda prescelte.

Stringendo quindi la banda è possibile rivelare segnali di piccolissima potenza perché si diminuisce il rumore in ingresso al ricevitore ma la risoluzione del radar peggiora, perché non si possono rivelare impulsi

troppo stretti. Si potrebbe aumentare la potenza trasmessa per controbilanciare la riduzione della sensibilità, ma chiaramente aumentano le dimensioni della strumentazione a scapito della trasportabilità del radar.

Dalla figura 4 si evince che la dinamica dei segnali RES può superare i 100 dB. Per poter adeguatamente acquisire tali segnali occorre comprimere in modo logaritmico la dinamica di questi segnali. Inoltre per la memorizzazione delle tracce, all'uscita del ricevitore la traccia analogica viene trasformata in digitale da un convertitore A/D a due canali della Signatec PDA14, che raggiunge una frequenza di campionamento di 100 MHz con una acquisizione a 14 bit. Da notare che la dinamica delle ampiezze dei segnali acquisiti con una conversione A/D espressa in dB è $6.02 \cdot (n+1)$, dove n è il numero di bit. Nel nostro caso (con 14 bit) si ha una dinamica di 90.3 dB. Con un numero maggiore di bit (almeno 15) si potrebbe fare a meno della compressione logaritmica; ciò verrà considerato nella prossima versione del ricevitore, insieme con una selezione digitale della banda passante attraverso l'inserzione di banchi di filtri a radiofrequenza.

Per il radar da utilizzare sui ghiacciai antartici (freddi), con profondità dei ghiacci fino a 5000 m, che lavora a 150 e 300 MHz, si è scelta larghezza di banda di 10 MHz in modo da avere un buon compromesso tra minimo segnale rivelabile e larghezza dell'impulso (100 ns – 2 μ s). Nel radar per i ghiacciai alpini si lavora alla frequenza di 40 MHz, si sono scelte larghezze di impulso da 50 a 200 ns e larghezze di banda di 20 MHz (tempo di salita di 17.5 ns), compatibile con gli impulsi trasmessi di larghezza maggiore di 40 ns e con un rumore in ingresso di -101 dBm.

3. Schema elettrico

Data la grande dinamica dei segnali in gioco e per risolvere il problema della saturazione del picco trasmesso, si è deciso di realizzare il ricevitore con due canali, chiamati "attenuato" e "amplificato". Il canale attenuato ha una dinamica in ingresso da -4 dBm a -89 dBm mentre il canale amplificato ha una dinamica da -29 dBm a -124 dBm (limitatamente al rumore in ingresso).

Lo schema a blocchi del circuito del ricevitore è visibile nella figura 5. Tutti i componenti sono della Mini Circuits tranne il rivelatore a involuppo logaritmico (*detector*) della Analog Devices. Il primo blocco è costituito la limitatore di ampiezza a -4 dBm che permette di evitare il danneggiamento e la saturazione dei circuiti del ricevitore in presenza di forti segnali. Segue un blocco di amplificazione AMP-75 a basso rumore $NF = 2.4$ dB (potenza di rumore in ingresso -102 dBm @ $Bw = 50$ MHz) con segnale massimo in ingresso senza distorsione di -7 dBm e quindi una dinamica di 95 dB. Successivamente il segnale viene ripartito su due canali grazie ad uno *splitter* con una perdita di segnale di 3 dB per ogni canale. Seguono i due canali che differiscono perché in uno vi è un blocco amplificatore e nell'altro un blocco attenuatore di 20dB. L'amplificatore è un AMP-77 con cifra di rumore $NF = 3.3$ dB (potenza di rumore in ingresso -100 dBm @ $Bw = 50$ MHz) e massimo segnale in ingresso senza distorsione di +1 dBm. I rivelatori (*detector*), posti al termine dei due canali, sono stati realizzati con due AD8310 della Analog Devices; essi sono dei rivelatori logaritmici a involuppo con una dinamica di 95 dB, un minimo segnale rivelabile di -87 dBm ed un massimo di +8 dBm. I blocchi attenuatori, inseriti nel circuito tra uno stadio e il successivo, migliorano le caratteristiche elettriche del ricevitore, riducendo le riflessioni dei segnali per disadattamento delle impedenze dei vari blocchi (vedi Appendice 1). Lo schema elettrico dettagliato è visibile nella figura 7.

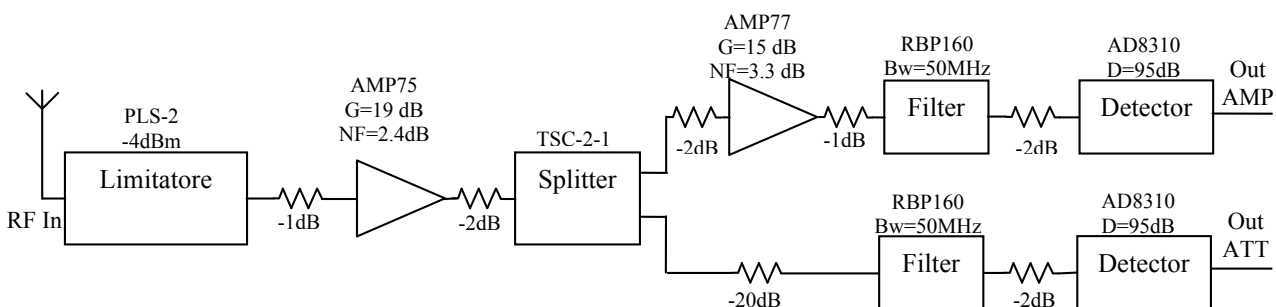


Figura 5. Schema a blocchi ricevitore nella configurazione 150 MHz.

Nella tabella 4 sono riportate le potenze di rumore in alcuni punti del circuito in funzione delle larghezze di banda del filtro utilizzato. Si nota che per il canale amplificato tutti i valori sono all'interno della dinamica del *detector*. Inoltre il massimo segnale all'uscita del limitatore (-4 dBm) non genera danneggiamenti nella catena amplificatrice.

Bw [MHz]	AMP75 In [dBm]	AMP75 Out [dBm]	Splitter Out [dBm]	AMP77 Out [dBm]
50	-102	-83	-86	-71
40	-103	-84	-87	-72
20	-106	-87	-90	-75
10	-109	-90	-93	-78
1	-119	-100	-103	-88

Tabella 4. Livelli di potenza di rumore nei vari punti del circuito alle diverse larghezze di banda.

4. Filtri passabanda di Butterworth

La qualità dei segnali ricevuti e la sensibilità del ricevitore dipendono in larga parte dalla qualità dei filtri implementati e in particolare modo dalla loro realizzazione. Lo schema elettrico del ricevitore (fig. 7) utilizza come filtri gli RBP160 della Mini Circuits; questi filtri hanno una frequenza centrale di 165 MHz e una larghezza di banda di 90 MHz, sono a montaggio superficiale e molto compatti (vedi appendice 3). Per permettere l'inserzione di differenti filtri con frequenze e larghezze di banda diverse si sono realizzati dei filtri passabanda che potessero essere facilmente sostituiti ai filtri commerciali (fig. 9). Per la loro realizzazione si sono scelti dei filtri passabanda di Butterworth, in quanto presentano una risposta in frequenza piatta nella parte centrale dello spettro di frequenza e sono di facile realizzazione. In figura 6 è illustrato il filtro di Butterworth a 3 poli utilizzato.

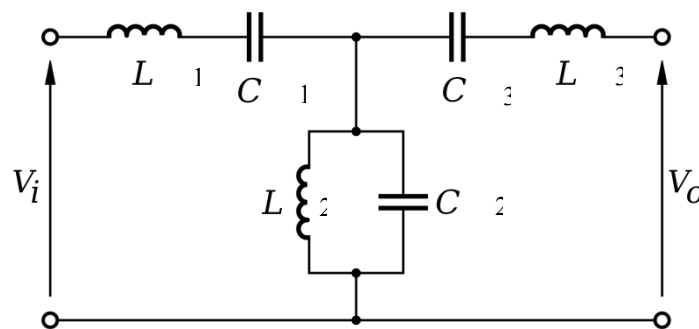


Figura 6. Filtro passa-banda di Butterworth.

Per il calcolo dei valori dei componenti si veda l'appendice 2, mentre nella tabella 5 sono riassunti i parametri di alcuni filtri utilizzati e i valori dei componenti calcolati. I valori calcolati e mostrati nella tabella 5 sono da convertire ai valori commerciali più prossimi, verificando successivamente la correttezza della frequenza centrale, della banda e l'adattamento al carico e alla sorgente del segnale.

f_c [MHz]	Bw [MHz]	$L1=L3$	$L2$	$C2$	$C1=C3$
300	50	160nH	2.2nH	127 pF	1.8pF
150	50	160nH	8.8nH	127 pF	7.1pF
40	20	398nH	49.7nH	318 pF	40 pF
40	10	796nH	25nH	637 pF	20 pF
40	1	7.9 uH	2.5 nH	6.366 nF	2.0 pF

Tabella 5. Valori dei parametri del filtro passa banda di Butterworth.

5. Realizzazione e test

In figura 7 è visibile lo schema completo del ricevitore. Il circuito può essere fatto funzionare alle frequenze di 40, 150 e 300 MHz cambiando alcuni componenti senza cambiare il *layout* della scheda. In particolare, cambiando i filtri e il limitatore in ingresso, si può adattare il circuito ai differenti scopi. Infatti il limitatore della Mini-Circuits PLS-1 può lavorare a 40 MHz con una corrente di 3 mA, mentre il PLS-2 lavora a 150 e 300 MHz con una corrente di 5 mA. Da notare che si deve conseguentemente sostituire anche il generatore di corrente costante IR1 come indicato nello schema di fig.7.

Lo schema elettrico è stato disegnato su ORCAD Capture CIS e successivamente, con il programma Layout Plus, si è realizzato lo sbroglio del circuito per la realizzazione della scheda. Con il software ORCAD è stato possibile simulare il funzionamento del circuito e la disposizione dei componenti elettrici sulla scheda. Il circuito stampato è stato realizzato a doppia faccia con due piani di massa estesi, con numerosi fori passanti in modo da rendere questo piano uniformemente connesso e diminuire le resistenze dei punti di massa, causa sempre di oscillazioni, disadattamenti e disturbi. Per lo stesso motivo i componenti sono stati disposti in modo da minimizzare al massimo i collegamenti, evitando irradiazioni e rendere il circuito il più compatto possibile. Il circuito è stato montato all'interno di una scatola in alluminio per circuiti in radio frequenza, per isolarlo dai disturbi esterni (visibile fig. 8). La scatola del ricevitore, infine è stata alloggiata all'interno di un contenitore per il montaggio da *rack* 1U con alimentazione e connettori per il collegamento al resto della strumentazione radar (antenna ricevente ed acquirente analogico digitale).

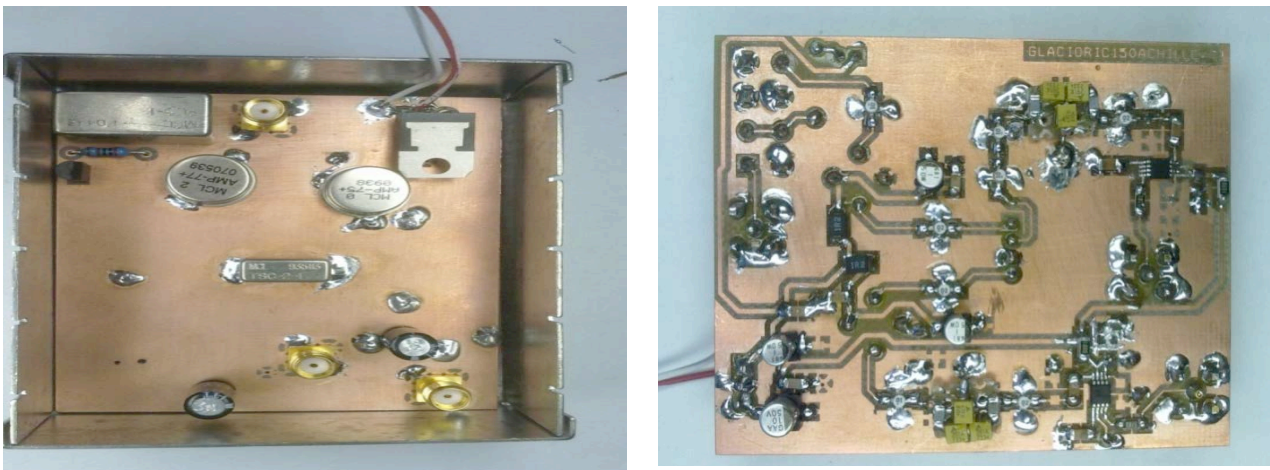


Figura 8. Sinistra: assemblaggio della basetta del ricevitore all'interno della protezione metallica. Destra: il lato componenti.

Diversi filtri sono stati assemblati in modo prototipale utilizzando delle piccole basette mille fori (fig. 9) su cui montare i componenti a montaggio superficiale (SMD). In questo modo si sono realizzati diversi filtri passa banda con differenti frequenze centrali e bande passanti con la stessa piedinatura in modo da poter essere facilmente sostituiti sul circuito stampato del ricevitore a seconda delle differenti esigenze funzionali. I filtri sono stati testati (fig. 10) con un analizzatore di reti misurando l'attenuazione ed il rapporto onde stazionarie (*Standing Wave Ratio* - SWR) alle diverse frequenze. Questi parametri caratterizzano la risposta del filtro ed il suo adattamento all'impedenza del carico e della sorgente. Una volta caratterizzati i filtri e verificato il loro corretto funzionamento vengono montati sulla basetta del ricevitore.

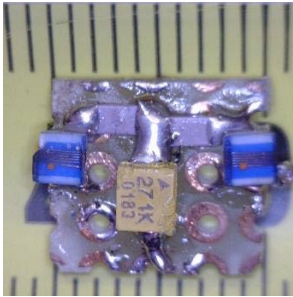


Figura 9. Montaggio SMD del filtro - versione a 40 MHz.

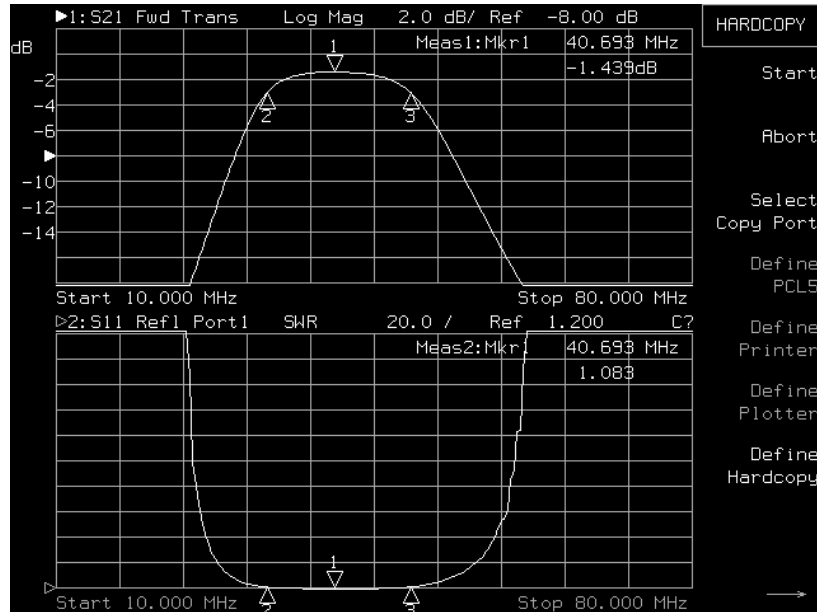


Figura 10. Misure dell'attenuazione e SWR del filtro a 40MHz Bw 20 MHz.

Terminato il montaggio di tutti i componenti, sono stati eseguiti dei test in laboratorio del ricevitore per controllare la dinamica ed il livello del rumore in ingresso. Per fare ciò si sono utilizzati un oscilloscopio ed un generatore di segnali. Il generatore di segnali Rohde & Schwarz SMV03 permette di generare impulsi sinusoidali con ampiezza e lunghezza variabili. Collegando in uscita un oscilloscopio con banda passante adeguata, è possibile visualizzare all'uscita del ricevitore l'involucro del impulso generato (fig. 12), direttamente in scala logaritmica. Variando l'ampiezza in ingresso in dBm, si è misurata in uscita l'ampiezza in volt dell'impulso sia per il canale attenuato che per il canale amplificato, ottenendo in questo modo la caratteristica ingresso- uscita del ricevitore, visibile nella figura 11. In uscita il segnale varia da 0.25 a 1.3 V con una dinamica in ingresso da -100 a 0 dBm. Dalla caratteristica si evidenzia una linearità del dispositivo all'interno della dinamica da -15 a -95 dBm. Da notare inoltre che il valore limite di -101 dBm è anche il livello rumore ambientale in ingresso con una larghezza di banda di 20 MHz; esso rappresenta il livello di base del segnale di uscita del canale amplificato (322 mV - cursore 2 nella figura 12). Livelli immediatamente sopra il rumore di fondo risultano rilevabili (anche se nella parte della curva a bassa linearità). Mediando il segnale d'uscita è possibile aumentare ulteriormente il rapporto segnale rumore. Infatti il rapporto segnale rumore in decibel mediato su un numero n di tracce si può esprimere:

$$\overline{SNR} = SNR + 10\text{Log}(n)$$

dove con SNR si è indicato il rapporto segnale rumore della singola traccia. Con 10 medie ($n = 10$) si raggiunge un guadagno di 10 dB (con $n = 128$ si ha un guadagno di 21 dB). Il programma di acquisizione che gestisce la scheda di conversione analogico- digitale del radar effettua una media di 10 tracce migliorando così il rapporto segnale rumore della traccia acquisita di 10 dB. La caratteristica ingresso- uscita visibile in figura 12 è stata realizzata attraverso una operazione di media su 128 tracce per ciascun punto di misura del grafico, questo in generale, non modifica la forma della caratteristica, ma permette di definire meglio la forma del grafico nella parte caratterizzata da un livello di rumore ambientale maggiore. Da notare inoltre che la posizione dei filtri, posti all'ingresso del rivelatore e non all'ingresso del ricevitore (prima del blocco di amplificazione) non pregiudicano il filtraggio del segnale, ma anzi evitano l'introduzione di ulteriore rumore termico in ingresso al ricevitore, attraverso le perdite dei componenti induttivi e capacitivi del filtro.

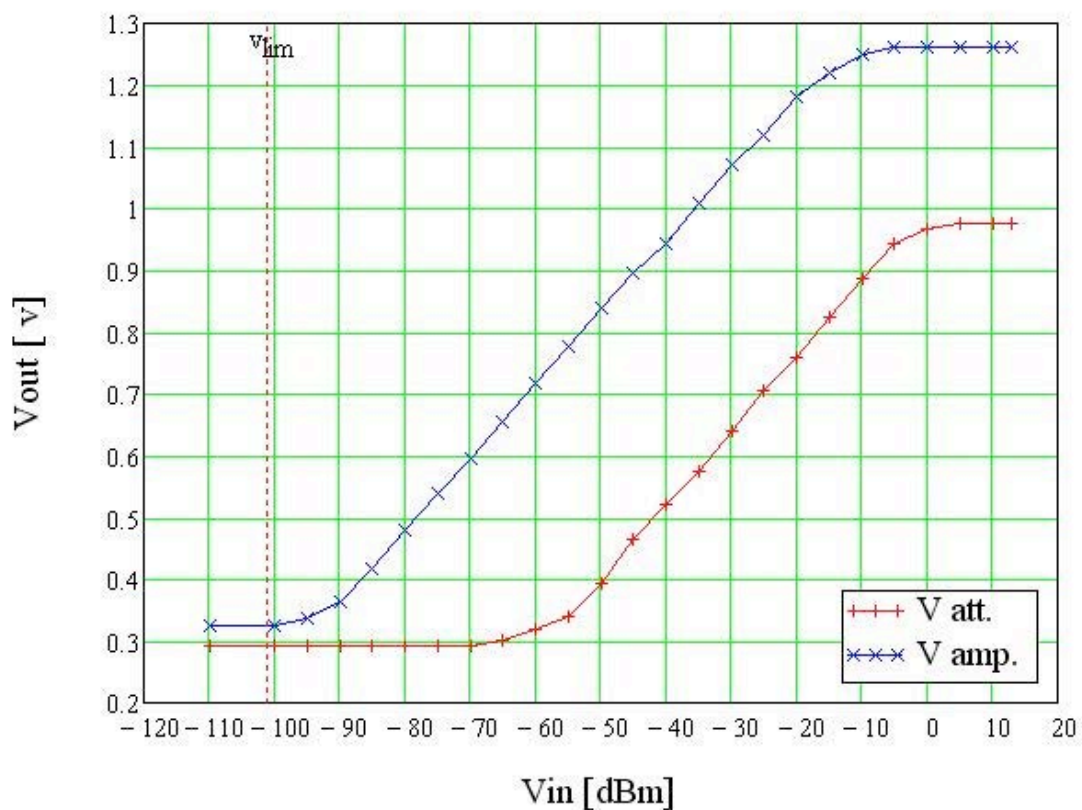


Figura 11. Caratteristica ingresso- uscita del ricevitore sui due canali amplificato e attenuato.

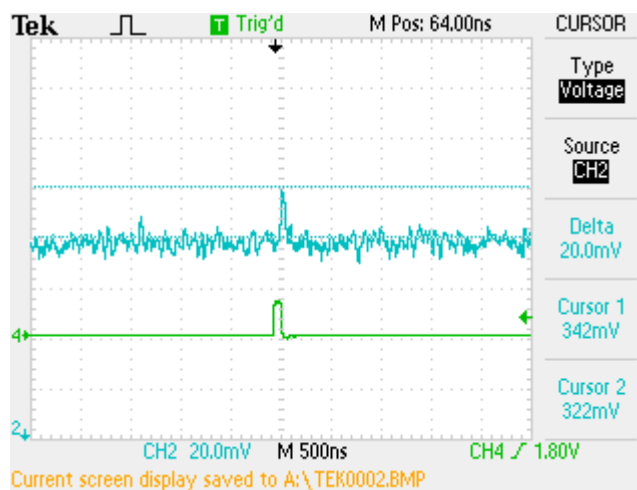
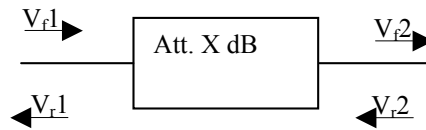


Figura 12. Involuppo di un impulso 40 MHz di ampiezza -95dBm e lunghezza 80ns (16 medie) ed il relativo segnale di trigger (in verde).

Appendice 1



Consideriamo una rete attenuatrice a due porte con un fattore di attenuazione X in decibel e ingressi 1 e 2 (equivalenti e reversibili). Il segnale che si propaga dalla porta 1 verso la porta 2 avrà due componenti dirette V_{f1} e V_{f2} e due componenti riflesse V_{r1} e V_{r2} . Definendo il fattore di attenuazione $A < 1$ tale che $X = 20 \log(A)$ possiamo scrivere:

$$A = \frac{V_{f2}}{V_{f1}} = \frac{V_{r1}}{V_{r2}}$$

Quindi:

$$\frac{V_{f2}}{V_{f1}} \cdot \frac{V_{r1}}{V_{r2}} = A^2 = \left(\frac{r_1}{r_2} \right)^2$$

Dove si è indicato con $r = \frac{V_r}{V_f}$ il coefficiente di riflessione delle due porte 1 e 2. Si nota subito che

scrivendo $r_1 = Ar_2$, l'inserimento della rete attenuatrice in un qualunque circuito RF comporta una riduzione del coefficiente di riflessione in ingresso rispetto al coefficiente di riflessione di tutto il circuito successivo, con un miglioramento alla qualità del segnale ($r_1 < r_2$).

In termini di *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR) possiamo anche scrivere:

$$\frac{VSWR1 - 1}{VSWR1 + 1} = A^2 \frac{VSWR2 - 1}{VSWR2 + 1}$$

$$\ln \left(\frac{VSWR1 - 1}{VSWR1 + 1} \right) = 2 \ln(A) + \ln \left(\frac{VSWR2 - 1}{VSWR2 + 1} \right)$$

Ossia:

$$-\ln \left(\frac{VSWR1 + 1}{VSWR1 - 1} \right) = 2 \ln(A) - \ln \left(\frac{VSWR2 + 1}{VSWR2 - 1} \right)$$

$$\frac{1}{2} \ln \left(\frac{1 + \frac{1}{VSWR1}}{1 - \frac{1}{VSWR1}} \right) = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{1 + \frac{1}{VSWR2}}{1 - \frac{1}{VSWR2}} \right) - \frac{X}{8.686}$$

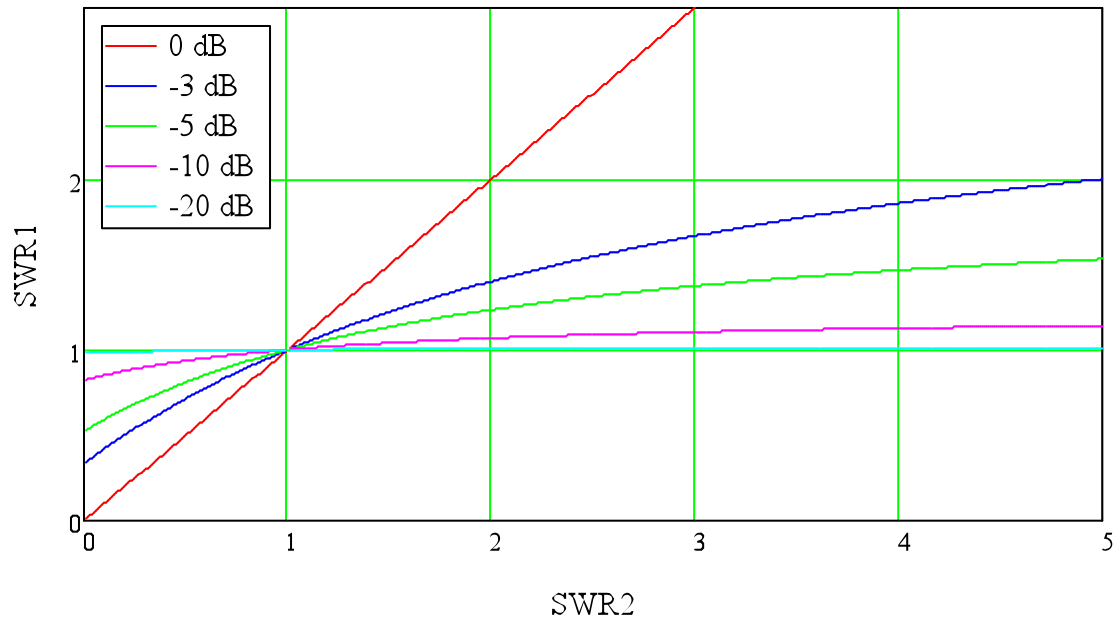
Considerando che:

$$\tanh^{-1} x = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{1+x}{1-x} \right)$$

Possiamo scrivere:

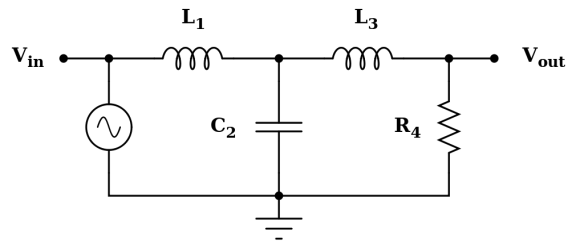
$$\tanh^{-1} \frac{1}{VSWR1} = \tanh^{-1} \frac{1}{VSWR2} - \frac{X}{8.686}$$

Relazione che lega i rapporti d'onda stazionaria all'attenuazione del blocco.



In figura si vede la riduzione del rapporto d'onda stazionaria per differenti valori di attenuazione. Con una attenuazione di -3dB si ottiene già una riduzione significativa delle riflessioni e un miglioramento quindi dell'accoppiamento delle impedenze a scapito naturalmente di una attenuazione del segnale.

Appendice 2



Il filtro passa basso di Butterworth a 3 poli è mostrato in figura. Per la progettazione del filtro si utilizzano le tabelle delle formule dei valori dei componenti normalizzati. Dalle tabelle [Bowick 2008] si ricava $L_1 = L_3 = 1$ H e $C_2 = 2$ F, valori normalizzati alla frequenza centrale di 1 Hz e resistenza della sorgente e di carico di 1Ω . I valori reali della induttanze L si ottengono moltiplicando per $R_4 = 50 \Omega$ e dividendo per la pulsazione effettiva $\omega_c = 2\pi f_c$, mentre i valori della capacità C dividendo per R_4 e ω_c (vedi tabella 5).

Il circuito passa- basso si può trasformare in circuito passa- banda ponendo una capacità in serie a ciascun induttore e un induttore in parallelo a ciascuna capacità in modo da formare un circuito risonante LC serie o CL parallelo. I valori di ciascuno dei componenti aggiunti debbono essere calcolati in modo da risonare alla frequenza centrale del filtro.

A questo punto calcoliamo le capacità serie C_1 e C_3 e l'induttanza L_3 (vedi figura 6) considerando che il fattore qualità Q di un circuito LC risonante vale:

$$Q = \frac{f_c}{Bw}$$

Quindi possiamo sostituire L_1 con il circuito risonante serie con i valori:

$$L_1 \rightarrow L_{1M} = L_1 Q$$

$$C_1 = C_3 = \frac{1}{\omega^2 L_{1M}}$$

e il C_2 con il circuito risonante parallelo con i componenti:

$$C_2 \rightarrow C_{2M} = C_2 Q$$

$$L_2 = \frac{1}{\omega^2 C_{2M}}$$

Appendice 3

Metal Shield Bandpass Filter

50Ω 120 to 210 MHz

Maximum Ratings

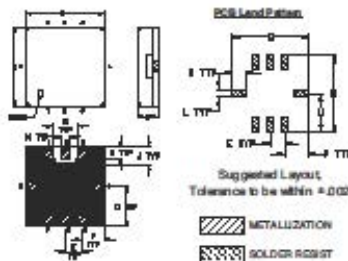
Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power Input	0.5 W at 25°C

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Pin Connections

RF IN	2
RF OUT	6
GROUND	1,3,4,5,7,8

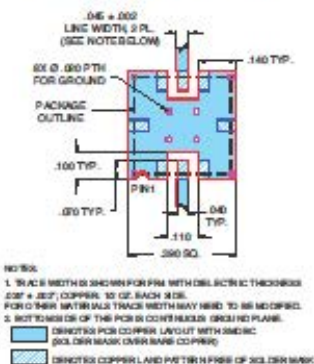
Outline Drawing



Outline Dimensions (inch/mm)

A	B	C	D	E	F	G	H	J
.360	.360	.100	.175	.075	.100	.110	.040	.080
8.91	8.91	2.54	4.45	1.93	2.54	2.79	1.02	2.03
K	L	M	N	P	Q	R	wt	
.560	.040	.195	.390	.120	.390	.070	grams	
1.27	1.02	4.95	9.91	3.05	9.91	1.78	0.25	

Demo Board MCL P/N: TB-332 Suggested PCB Layout (PL-176)



RBP-160+



CASE STYLE: GP731
PRICE: \$15.95 ea. QTY (1-9)

+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Features

- high rejection
- good VSWR, 1.2:1 typ. @ passband
- small size 0.35" x 0.35"
- shielded case
- aqueous washable

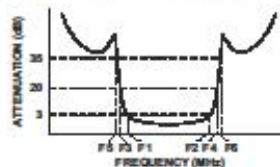
Applications

- harmonic rejection
- transmitters / receivers
- navigation

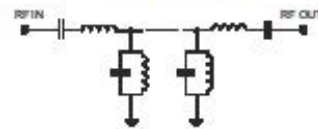
Bandpass Filter Electrical Specifications (T_{AMB} = 25°C)

CENTER FREQ. (MHz)	PASSBAND (MHz) (Loss < 3dB) F1 - F2	STOPBANDS (MHz)				VSWR (:1)	
		Loss > 20dB F3	F4	Loss > 35dB F5	F6	Passband Max.	Stopband Typ.
165	120 - 210	85	280	70	340 - 2000	1.6	18

Typical Frequency Response



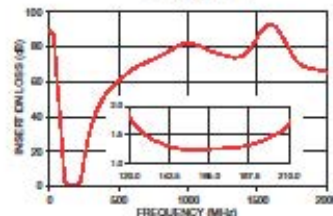
Functional Schematic



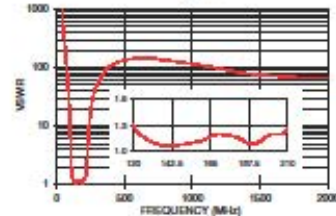
Typical Performance Data at 25°C

Frequency (MHz)	Insertion Loss (dB)	VSWR (:1)
0.3	89.19	1737.18
40	77.22	1737.18
70	44.89	144.77
85	29.73	51.10
100	12.83	11.03
105	7.19	4.82
110	3.48	1.85
120	1.85	1.29
165	1.24	1.17
210	1.70	1.24
220	2.40	1.72
280	5.47	4.08
280	15.72	17.05
280	27.86	39.49
340	43.18	75.53
1000	82.13	115.81
1400	74.97	78.97
2000	65.88	68.82

RBP-160+ INSERTION LOSS



RBP-160+ VSWR



P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4900 Fax (718) 332-8911 The Design Engineers Search Engine www.minicircuits.com Provides ACTUAL Data Instantly at minicircuits.com

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuit's standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms") Purchase of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuit's website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp.

REV. OR
M104389
COR-762A/U
RBP-160+
RAW/URJ
110815
Page 1 of 1

Bibliografia

- Bianchi, C., Chiappini, M., Tabacco, I.E., Passerini, A., Zirizzotti, A., Zuccheretti, E., (2001). Morphology of bottom surfaces of glaciers ice tongues in the East Antarctic region. *Annali di Geofisica* Vol. 44 N. 1.
- Bianchi, C., Sciacca, U., (2003). La radiopropagazione nei ghiacciai: considerazioni utili per l'elaborazione di dati da radar glaciologico. *Quaderni di Geofisica* 28.
- Bianchi, C., Chiappini, M., Tabacco, I.E., Passerini, A., Zirizzotti, A., Zuccheretti, E., (2001). Quasi-parabolic reflecting bottom surfaces of the Drygalski Antarctic floating ice tongue. *Annali di Geofisica* Vol. 44 N. 3.
- Bianchi, C., Sciacca, U., Tabacco, E., Zirizzotti, A., Zuccheretti, E., (2003). ON THE SHAPE OF REFLECTING SURFACES INVESTIGATED BY 60 MHZ RADAR. *Int. J. Remote sensing*. Vol. 24, No. 15, 3049 – 3058.
- Bianchi, C., Sciacca, U., Zirizzotti, A., Zuccheretti, E., Baskaradas, J. A., (2003). Signal Processing techniques for phase-coded HF-VHF radars. *Annals of Geophysics*, 46, 4, 697-705.
- Bogorodsky, V.V., Bentley, C.R., and Gudmandsen P.E. (1985). *Radioglaciology*. Reidel Publishing Company, Dordrecht, Holland.
- Bowick, C. (2008). *RF circuit design*. Newnes editor
- Cafarella, L., Urbini, S., Bianchi, C., Zirizzotti, A., Tabacco, I.E., Forieri, A., (2006). Five subglacial lakes and one of Antarctica's thickest ice covers newly determined by Radio Echo Sounding over the Vostok-Dome C region. *Polar Research Letter*, 25, 1, 69-73.
- Cantarano, S., Pallottino, G.V. (1985). *Elettronica integrata*. Etas Libri.
- Carter, S. P., D. D. Blankenship, M. E. Peters, D. A. Young, J. W. Holt, and D.L. Morse (2007), Radar-based subglacial lake classification in Antarctica, *Geochem. Geophys. Geosyst.*, 8, Q03016.
- Forieri, A., Tabacco, I.E., Della Vedova, A., Zirizzotti, A., Bianchi, C., De Michelis, P., Passerini A., (2003). A new bedrock map of Dome Concordia area. *Terra Antarctica Report*, 8, 169-174.
- Frezzotti, M., Tabacco, I.E. and Zirizzotti, A.. (2000). Ice discharge of eastern Dome C drainage area, Antarctica, determined from airborne radar survey and satellite image analysis. *Journal of Glaciology*, vol 46, No 153.
- Glen, J.W. and Paren, J.G., (1975). The electrical properties of snow ice. *Journal of Glaciology*, 151, 73, 15-37.
- Mancini, M., Frezzotti, M., Smiraglia, C., Gragnani, R., Proposito, M., Zirizzotti, A., Motta, M., Pavan, M., (2003). Mass balance of Campbell Glacier (Northern Victoria Land, Antarctica). *Terra Antarctica Report*, 8, 11-14.
- Plewes, L.A., and Hubbard, B. (2001). A review of the use of radio-echo sounding in glaciology. *Progress in Physical Geography*, 25, 2, 203-236.
- Tabacco, I.E., Bianchi, C., Chiappini, M., Passerini, A., Zirizzotti, A., Zuccheretti, E., (1999). Latest improvements for the echo sounding system of the Italian radar glaciological group and measurements in Antarctica. *Annali di Geofisica*, 42, 2, 271-276.
- Tabacco, I.E., Bianchi, C., Chiappini, M., Zirizzotti, A., (2000). Analysis of bottom morphology of the David Glacier - Drygalski Ice Tongue, East Antarctica. *Annals of Glaciology*, 30, 47-51.
- Tabacco, I.E., Forieri, A., Della Vedova, A., Zirizzotti, A., Bianchi, C., De Michelis, P., Passerini, A., (2003). Evidence of 14 new subglacial lakes in DomeC-Vostok area. *Terra Antarctica Report*, 8, 175-179.
- Zirizzotti, A., Baskaradas, J.A., Bianchi, C., Sciacca, U., Tabacco, I.E., Zuccheretti, E., (2008). Glacio RADAR system and results. In *Proc. RADAR '08, IEEE*, 26-30 May 2008 Roma, pp.1 -3.
- Zirizzotti, A., Cafarella, L., Baskaradas, J. A, Tabacco, I. E., Urbini, S., Mangialetti, M., and Bianchi, C., (2011). Dry-wet bedrock interface detection by radio echo sounding measurements. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 48, 2343-2348, DOI:10.1109/TGRS.2009.2038900.
- Zirizzotti, A., Cafarella, L., Urbini, S., (2012). Ice and bedrock characteristics underneath Dome C (Antarctica) from Radio Echo Sounding data analysis. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2011 Vol. 99 pp.1-7 DOI:10.1109/TGRS.2011.2160551.

Coordinamento editoriale e impaginazione

Centro Editoriale Nazionale | INGV

Progetto grafico e redazionale

Daniela Riposati | Laboratorio Grafica e Immagini | INGV

© 2012 INGV Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia

Via di Vigna Murata, 605

00143 Roma

Tel. +39 06518601 Fax +39 065041181

<http://www.ingv.it>



Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia